

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	ページ・ト* (参考)
G 0 1 S 13/12		G 0 1 S 13/12	
7/282		7/282	Z
7/285		7/285	Z

審查請求 未請求 予備審查請求 有 (全 39 頁)

(21)出願番号	特願平9-542414	(71)出願人	ザ、リージェンツ、オブ、ザ、ユニバーシ ティ、オブ、カリフォルニア
(86) (22)出願日	平成9年5月5日(1997.5.5)		アメリカ合衆国カリフォルニア州、オーク ランド、レイクサイド ドライブ、300、 トゥエンティーセカンド フロアー
(85)翻訳文提出日	平成10年11月27日(1998.11.27)	(72)発明者	トーマス、イー、マクユーエン
(86)国際出願番号	PCT/US 97/07513		アメリカ合衆国カリフォルニア州、リバー モア、カイロ、ストリート、1734
(87)国際公開番号	WO 97/45753	(74)代理人	弁理士 佐藤 一雄 (外3名)
(87)国際公開日	平成9年12月4日(1997.12.4)		
(31)優先権主張番号	08/654, 407		
(32)優先日	平成8年5月28日(1996.5.28)		
(33)優先権主張国	米国(US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パルス同期によるフィールド外乱センサ

(57) 【要約】

フィールド外乱センサ（８２）は、比較的小さい電力で動作し、調整可能な動作範囲（８３）を提供し、近いレンジでも過敏でなく、多数のセンサを同じ場所に配置できるようにする。このセンサは、電磁エネルギーの一連の送信されるバースト（９０）を送信する送信機を含む。一連のバーストはあるバースト繰返しレートをもち、各バーストはあるバースト幅を持ち、かつ送信機周波数のサイクルをいくつか有する。このセンサは、送信機周波数の電磁エネルギーを受信する受信機を含み、かつ、送信されたバーストを同じ送信されたバーストの反射に混合して、中間周波信号を発生する混合器を含む。混合器は送信されたバーストを送信されたバーストの反射に混合し、バースト幅はセンサのレンジを定める。バーストが変化する位相を持つように、バースト繰返しレートはランダムにまたは疑似ランダムに変調される。第２のレンジ決定モードが２つの無線周波数バーストを送信する。それらのバーストの間の時間間隔は２で除した最大レンジを定める。

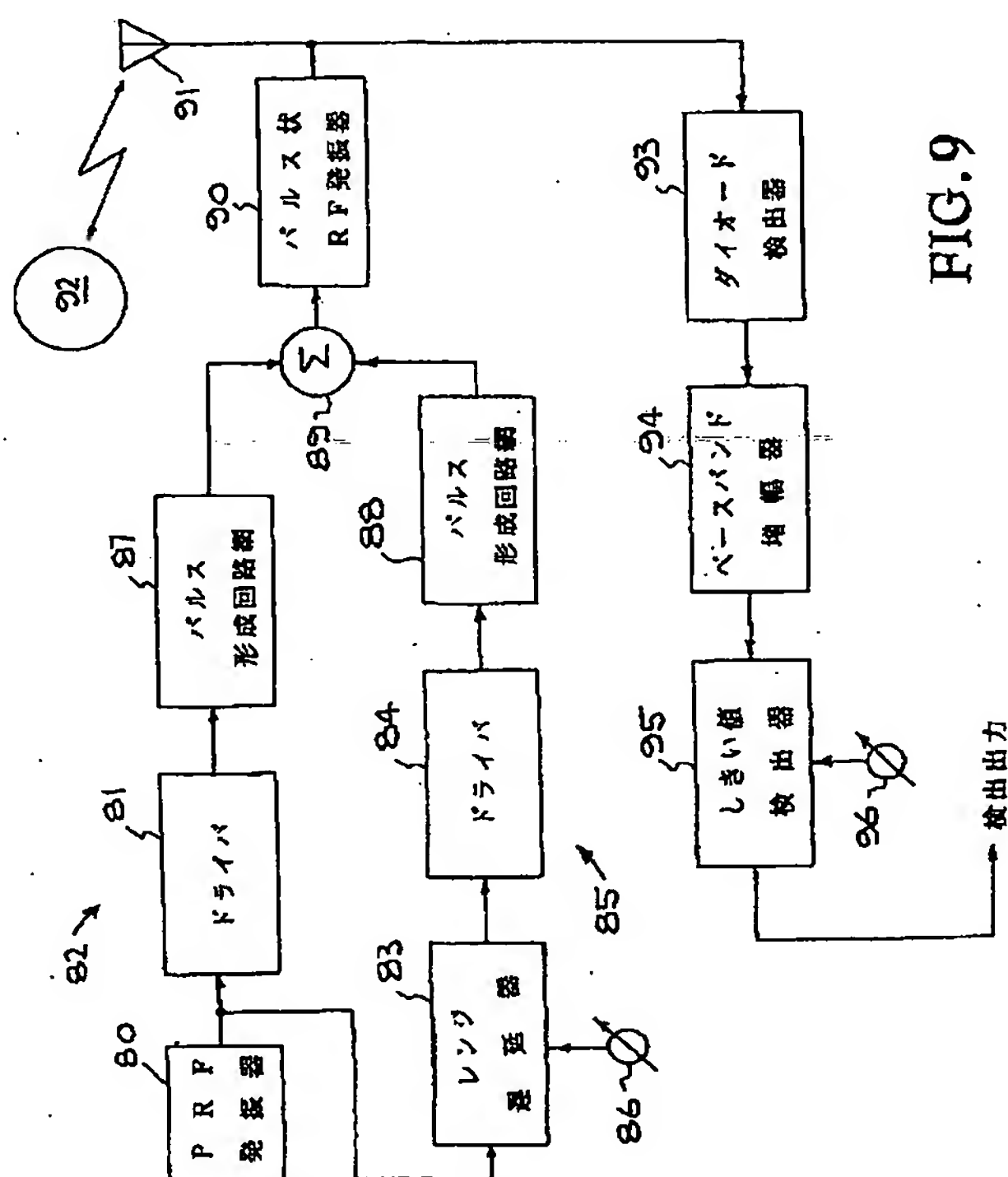


FIG. 9

BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

1. P R F 周期を有する P R F パルスの列を発生する P R F 発振器と、
前記 P R F 発振器に接続されて各 P R F パルスから第 1 のインパルスを発生する第 1 のインパルス発生器と、
P R F 発振器に接続されて固定遅延を加える調整可能なレンジ遅延器と、
前記調整可能なレンジ遅延器に接続されて、第 1 のインパルスから固定遅延だけ遅延させられた第 2 のインパルスを各 P R F から発生する第 2 のインパルス発生器と、
第 1 のインパルス発生器及び第 2 のインパルス発生器に接続されている加算回路と、
この加算回路に接続され、各 P R F パルスから一対の R F バーストを発生する単一トランジスタパルス R F 発振器と、
このパルス R F 発振器に接続されて第 1 のバーストを物体へ向けて送信し、物体から反射されたパルスを受信する 1 つの送受信アンテナと、
パルス R F 発振器及び送受信アンテナに接続されて、第 1 のバーストによって発生された反射パルスを第 2 のバーストに混合して検波された信号を発生する単一ダイオード検波器と、
を備え、第 1 のバーストが第 1 のインパルスから発生され、固定遅延だけ第 1 のバーストから遅延させられている第 2 のバーストを第 2 のインパルスから発生するセンサ。
2. 単一ダイオード検波器は、複数の P R F パルスによって発生された検波された信号の平均をとる信号平均化回路を更に備える請求項 1 に記載のセンサ。
3. 信号平均化回路はコンデンサを備える請求項 1 に記載のセンサ。
4. コンデンサの値は数百から数千個までの検波された信号の平均をとる値を有する請求項 2 に記載のセンサ。
5. 第 1 のインパルス発生器と第 2 のインパルス発生器とはドライバと、このドライバに接続されているパルス形成回路網をおのの備える請求項 1 に記載のセンサ。

6. 固定遅延は選択されたレンジにおける物体までの往復時間に等しい請求項 1 に記載のセンサ。

7. P R F 発振器の周波数は約 1 0 k H z から約 1 0 M H z である請求項 1 に記載のセンサ。

8. 固定遅延は P R F 周期の一部である請求項 1 に記載のセンサ。

9. 固定遅延は P R F 周期の約 1 0 % である請求項 8 に記載のセンサ。

1 0. 固定遅延は約 4 n s から約 2 0 0 n s である請求項 8 に記載のセンサ。

1 1. P R F 発振器の 1 つのトランジスタは G a A s F E T である請求項 8 に記載のセンサ。

1 2. 単一ダイオード検波器はショットキーダイオードと、このダイオードのカソードに接続されたコンデンサとを含み、前記ダイオードのアノードはパルス R F 発振器及び送受信アンテナに接続される請求項 8 に記載のセンサ。

1 3. 単一ダイオード検波器に接続されたベースバンド増幅器を更に備える請求項 8 に記載のセンサ。

1 4. ベースバンド増幅器に接続されたしきい値検出器を更に備える請求項 8 に記載のセンサ。

1 5. P R F 周期を有する P R F パルスの列を発生する P R F 発振器と、
この P R F 発振器に接続されて各 P R F パルスから第 1 のインパルスが発生する第 1 のインパルス発生器と、

P R F 発振器に接続されて、選択されたレンジにおける物体までの往復時間に等しい固定遅延を発生する調整可能なレンジ遅延器と、

この調整可能なレンジ遅延器に接続されて、第 1 のインパルスから固定遅延だけ遅延させられた第 2 のインパルスを各 P R F から発生する第 2 のインパルス発生器と、

1 つのトランジスタで構成され、第 1 のインパルス発生器と第 2 のインパルス発生器に接続されて、各 P R F パルスから一対の R F バーストを発生するパルス R F 発振器と、

このパルス R F 発振器に接続されて第 1 のバーストを物体へ向けて送信し、物体から反射されたパルスを受信する 1 つの送受信アンテナと、

パルス R F 発振器と送受信アンテナとに接続されているアノードを有し、第 1 のバーストによって発生された反射パルスを第 2 のバーストに混合して検波された信号を発生する単一ダイオードと、複数の P R F パルスからの検波された複数の信号の平均をとって、平均 D C 検波器信号を発生する検波器と、

単一ダイオード検波器に接続されて平均 D C 検波器信号を増幅するベースバンド増幅器と、

このベースバンド増幅器に接続されて、増幅された平均 D C 検波器信号があるしきい値レベルを超えた時に出力信号を発生するしきい値検波器と、
を備え、第 1 のバーストが第 1 のインパルスから発生され、固定遅延だけ第 1 のがとから遅延させられている第 2 のバーストを第 2 のインパルスから発生する、
選択されたレンジにおいて動いている物体の存在を検出するセンサ。

1 6 . 固定遅延は P R F 周期の一部である請求項 1 5 に記載のセンサ。

1 7 . 固定遅延は P R F 周期の約 1 0 % である請求項 1 6 に記載のセンサ。

1 8 . 固定遅延は約 4 n s から約 2 0 0 n s である請求項 8 に記載のセンサ。

。

1 9 . P R F 周期を有する P R F パルスの列を発生する段階と、

各 P R F パルスから第 1 のインパルスを発生する段階と、

選択されたレンジに対応する固定遅延だけ第 1 のインパルスから遅延させられ

た第 2 のインパルスを各 P R F から発生する段階と、

単一トランジスタで構成されているパルス R F 発振器に第 1 のインパルスと第 2 のインパルスを入力して、各 P R F パルスから一対の R F バーストを発生する段階と、

アンテナから第 1 のバーストを物体へ向けて送信し、物体から反射されたパルスを同じアンテナで受信する段階と、

第 1 のバーストによって発生された反射パルスを単一ダイオード検波器で第 2 のバーストに混合して検波された信号を発生し、複数の P R F パルスからの検波

された複数の信号の平均をとって平均 D C 検波器信号を発生する段階と、

平均 D C 検波器信号を増幅して、増幅された平均 D C 検波器信号があるしきい値レベルを超えた時に出力信号を発生する段階と、

を備え、第 1 のバーストを第 1 のインパルスから発生し、固定遅延だけ第 1 のバーストから遅延させられている第 2 のバーストを第 2 のインパルスから発生する、選択されたレンジにおいて動いている物体の存在を検出する方法。

20. 固定遅延を約 4 n s から約 200 n s の範囲で調整可能に選択する請求項 19 に記載の方法。

【 発 明 の 詳 細 な 説 明 】

パルス同期によるフィールド外乱センサ

関 連 出 願

この出願は 1994 年 9 月 6 日に 出 願 され た 米 国 特 許 出 願 第 08 / 300, 769 号 の 一 部 継 続 出 願 (CIP) で あ る。

アメリカ合衆国政府は、ローレンス・リバモア国立研究所の運営のための合衆国エネルギー省とカリフォルニア大学との間の契約番号 W-7405-ENG-48 に従ってこの発明について権利を有する。

発 明 の 背 景発 明 の 分 野

本発明は近接センサに関するものであり、更に詳しくいえば、フィールド外乱センサ技術に関するものである。

関 連 技 術 の 説 明

フィールド外乱センサは、自動車盗難警報器、家屋侵入安全センサ及びロボットセンサ、工業用計数及びプロセス制御器、自動扉開閉器、並びに障害物自動検出などの広範囲の応用を持つある種の動き検出器を提供する。

それらのセンサは基本的に電磁信号を送り、反射されたエネルギーをセンサフィールド内で検出することによって動作する。センサフィールド内の反射エネルギーはそのフィールド内に動きがない時に安定状態となる。電磁エネルギーを吸収または反射する物体がフィールド内に入ると、反射エネルギーの変化が検出される。マイクロ波周波数で動作するフィールド外乱センサは持続波 (CW) によるドップラーマイクロ波センサとほぼ同一である。

既存の構成には、その応用を制約するいくつかの大きな問題があった。特に、

それらは、センサのフィールドに近い他の送信機機からの干渉によって生じるか、又は近距離におけるこの種のセンサの過敏性によって引き起こされる誤警報を発生し易いことであった。

従来技術のフィールド外乱センサは殆どの応用で比較的大電力のマイクロ波エ

エネルギーに依存している。それらの大電力のマイクロ波の応用は通信規定によって比較的狭い帯域に限定されており、そのために、その帯域はかなり込み合っている。例えば、既存のフィールド外乱センサは、電子レンジ及びその他の大電力のマイクロ波装置と同一の周波数帯でしばしば動作することもよくある。そのためにセンサは、センサの受信機のレンジ内にある別の送信機によって生じる疑似値を感じてしまう。そのような用途に割当てられた周波数帯域は比較的狭いので、それらの目的のために使用できるチャネルの数は限られる。したがって、目的とする分野で使用できるセンサの数は限られる。

従来技術によるフィールド外乱センサは近い距離では超高感度でもある。したがって、約 3.1 m (約 10 フィート) で人の動きを検出するように調整されているセンサはアンテナの表面に昆虫が止まると誤警報を出してしまう。この問題が起きる理由は、R を送信機から反射物体までの距離として、装置の感度が $1/R^2$ の関数として低下することにある。また、このセンサの過敏性により、センサに加えられる震動その他の機械的外乱によってセンサは誤警報を出してしまう。

したがって、従来技術の構成の誤警報問題を克服するフィールド外乱センサを得ることが望ましい。

発明の概要

本発明は、比較的小電力で動作し、動作範囲 (operating range) が調整可能であり、近い距離で過敏でなく、多数のセンサを共同に配置でき、製作費が安い改良したフィールド外乱センサを提供するものである。

本発明は、電磁エネルギーの一連のバーストを送信する送信機を含むセンサとして特徴づけられる。一連のバーストはあるバースト繰返しレートを有し、各バーストはあるバースト幅を持ち、送信機周波数での多数の周期を有する。センサは送信機周波数で電磁エネルギーを受信する受信機を含む。受信機は、送信されたバーストを同じ送信されたバーストと混合して、中間周波数信号を生ずる混合器を含む。中間周波数は送信機の周波数又は振幅を中間周波数で変調することによって発生される。受信機に結合され、中間周波数信号に応答する回路が、セン

サフィールド内の外乱を指示する。混合器は送信されたバーストに送信されたバーストの反射を混合する。バースト幅はセンサの距離 R をバースト幅の約 $1/2$ であるように定める。

本発明の他の側面によれば、バーストレート変調回路が前記送信機に結合しており、バースト繰返しレートを変調する。その一つの側面では、このバースト繰返しレートは、バースト列中のバーストはバースト幅よりも大きいレンジにわたって変化する名目上のレートに関して発生時間を持つように、ランダムに又は疑似ランダムに変調される。

一つの装置では、送信機周波数はギガヘルツ（例えば、 2 GHz ）のオーダーであり、中間周波数はキロヘルツ（例えば、 10 KHz ）のオーダーである。バーストは送信機周波数で $2 \sim 40$ のオーダーの多数の周期（サイクル）を持つことができる。これはそのバースト列に対して低いデューティサイクルを生ずる。このバースト列の発生時間をバースト幅より広く変調することによって任意の二つの送信機が他の送信機のバーストと同時に起こるバーストを発生し、位相関係において、 IF 受信機に過大な応答を引き起こす可能性を低くする。また、二つのセンサの中間周波数発振器が同時に過大な干渉を生ずる可能性が低いことによって、誤検出の確率が一層低くされる。従って、センサの固有のチャンネル化が行われて、単一のフィールド内で多数のセンサの使用が可能になる。

本発明の他の側面によれば、送信機周波数を中間周波数において第1の周波数と第2の周波数との間で変化することによって送信機周波数を変調される。第1の周波数でのバースト終了時のパルスの位相が、第2の周波数でのバースト終了時のパルスの位相とは、1サイクルより小さい値、好適な実施形態では、約 $1/2$ 周期だけ異なるように、第1の周波数と第2の周波数とが関係付けられている。前記混合器により生成された中間周波信号は、第1の周波数と第2の周波数とにおける反射の相対的な振幅を表している。それらの相対的振幅は、受信機における第1の周波数でのバーストの開始時と終了時のパルス間の位相差と、受信機における第2の周波数でのバーストの開始時と終了時のパルスの間の位相の差との関数であって、かつ反射の振幅による関数である。短いレンジにおける位相差

は最大レンジでの位相の差より非常に小さいために、近いレンジにおける装置の感度は、センサ最大レンジでの感度に比較して低下している。

従って、送信機は典型的には2.0又は6.5GHzに中心を合わせて、最大検出レンジで2方向の進行時間に時間的に等しいバースト幅を持つRFバーストを送信するようにできる。送信されるバーストは受信混合器のために使用される(いわゆるホモダイン動作)ので、送信機が送信を停止した後で反射信号が戻ってこなければ混合動作は行われぬ。このようにして、送信機のバースト幅制御器によって与えられた幅により最大検出レンジが制御される。好適な装置ではバースト繰返しレートはノイズ変調されて、他のセンサとのコヒーレントな衝突を阻止し、またRF干渉によるビート周波数を阻止する。これは、大量の受信バーストを低域フィルタで積分することによって容易化される。典型的には、バースト繰返しレートは1メガヘルツのオーダーであり、低域フィルタは約10,000個のバーストを積分するために10ミリ秒の応答を有し、チャンネル化を容易にしている。

受信混合器は、低ノイズ動作のために、バイポーラトランジスタ増幅器を後段に有する単一ダイオード回路とすることができる。好適な応用においてはセンサ

のデューティサイクルが低いために、受信機はサンプル・ホールド回路として機能して、検出された信号を一つのバースト繰返し周期から次のバースト繰返し周期に引き伸ばす。

低デューティサイクル動作のために全RF放射レベルを、連邦通信委員会(FCC)、パート15規則(part 15 regulations)の下における動作が可能なレベルまで下げることができ、その結果、広いスペクトル使用領域を開放で、隙間の無い周波数調整の必要性を排除できる。低デューティサイクル動作の他の側面は電力消費量が少ないことである。バースト幅が10ナノ秒であるとする、繰返し周期は10マイクロ秒で、送信電流は1000分の1に減少し、電池で長年の連続動作が可能になる。

他の新規な特徴は、送信用発振器の周波数変調であり、これは、例えば、10KHzの中間周波数で送信周波数を周期的にシフトしている。これによって混合

器の出力端子には中間周波数で矩形波が現われる。受信機の混合器に結合されている中間周波増幅器は、バースト繰返しレートすなわちDCの周波数を通すことができず、放射された周波数で変化する平均受信エコーの変化に応答する。近くからの反射に対してホモダイン動作に一致させるので、周波数変調によって引き起こされる効果は、反射信号上には殆ど無く、また、増幅される中間周波信号も殆どない。最大レンジに近いレンジでの遠い反射の場合、周波数変調は、二つの周波数で受信したエコー中に、すなわち、バースト幅内に含まれているRF周期総数中に、完全な1/2サイクルの最大のシフトが行われるように設定される。したがって、最大レンジにおける目標体は、変調の第1の周波数と第2の周波数との間で180度の全てにわたる位相反転を持ったドップラー応答を生じる。中間周波増幅器は変調レートで変化し、かつ位相反転の大きさに対応する振幅を有する信号を通すので、零レンジでは感度は無く、最大レンジで最高感度を持ち、レンジの増大による感度低下を補償する。

第2のレンジ決定モードは2つの無線周波バーストを送信する。この場合に、バーストの間の時間間隔が2で除した最大距離を定める。送信された第1のバーストは目標体まで伝播し、ある時間が経過した後でエコーがセンサに戻る。センサは同じ時間の経過した後で第2のRFバーストを発生し、第2のパルスとエコーパルスとの間で混合動作が起きる。これでレンジでゲート制御された検出法となる。第2のRFバーストの後で到達するエコーは検出器において混合されず、したがって、センサはそれらの外側にあるエコーには応答しない。このモードはレンジ設定とは独立に、とくに長い検出レンジに設定された時に、一定の放射される電力レベルを維持する。これは、FCC及びその他の取締当局の長い検出レンジを要する応用についての放射制限に適合するための重要な要因である。これと比較して、以前のモードで放射されたパルスの幅はレンジと平均放射電力を定める（平均放射電力は距離に正比例する）。

したがって、レンジでゲート制御され、多数のセンサを1つのフィールド内に設けることができ、先行技術の近接レンジでの過敏性を克服した、改良したフィールド外乱センサが得られる。さらに、この装置は製造が簡単で、電池による長

年の動作が可能であるほど小電力で動作する。

本発明の他の側面及び利点は図面と、下記の詳細な説明及び請求の範囲を検討することによって理解することができる。

図面の簡単な説明

図 1 は本発明に係る、レンジゲーテッド (range-gated: レンジをゲート制御した) フィールド外乱センサのブロック図である。

図 2 は本発明に係る周波数変調の特徴を示すタイミング図である。

図 3 は本発明に係る混合とレンジのゲート制御との動作を示すタイミング図である。

図 4 は本発明に係るセンサの性能を示すグラフである。

図 5 は本発明に係るセンサの一実施形態の回路図である。

図 6 は本発明に係るセンサの他の実施形態の回路図である。

図 7 は図 6 の回路に使用する電池電源の回路図である。

図 8 は二つの送信機周波数における図 6 の部品値の表である。

図 9 は本発明に係るセンサの他の実施形態のブロック図である。

図 10A 及び図 10B は図 9 の実施形態からの放射されたパルス及び関連するスペクトラムを示す。

図 11 は図 9 の実施形態の回路図である。

詳細な説明

本発明の実施形態についての詳細な説明を以下に図面を参照して行う。

図 1 は、レンジ感度を補償した本発明のレンジ・ゲート制御 (ゲーテッド) 形のフィールド外乱センサのブロック図である。この基本的な装置はゲート制御 RF 発振器 10 を含む。この発振器は送信アンテナ 11 を駆動する。ゲート制御 RF 発振器 10 は、バースト幅変調器 12 によって決定されるバースト幅を持つ一連のバーストを発生する。バースト幅変調器 12 は線 13 を介してゲート制御 RF 発振器 10 に接続されている。バースト幅変調器 12 は入力制御 14 に応答してバースト幅を定めて装置のレンジを選択する。バーストの繰返しレートはクロック 15 によって決定される。クロック 15 はバースト幅変調器を駆動する

。クロック15は、ノイズなどのランダム源16によって位相変調される。ノイズは増幅されて変調信号を発生でき、又はバースト繰返しレート発振器に固有のものとする事ができる。同様に、疑似ランダム変調も採用できる。

ゲート制御RF発振器10は、線18を介してこのゲート制御RF発振器10に接続されている中間周波数源17によって周波数変調される。

送信されたバースト19は目標体20から反射され、そのエコーが受信アンテナ21によって検出される。受信アンテナ21はRF混合器22を駆動する。その混合器には、線34で概略示すように、送信信号も加えられる。RF混合器22の出力端子が中間周波増幅器23に結合されている。その中間周波増幅器はFM中間周波数源17の周波数に同調されている。中間周波増幅器23の出力が同期検波器24に送出され、この同期検波器24の出力が低域フィルタ25及びベースバンド増幅器26を通じて、全体が参照符号27で示される、しきい値検出回路に供給される。しきい値検出回路は第1の比較器28を含む。その比較器の負入力端子に正のしきい値29が印加され、正入力端子にベースバンド増幅器26の出力が印加される。また、しきい値検出回路は第2の比較機30を含む。第2の比較器の負入力端子にベースバンド増幅器26の出力が印加され、正入力端子に負のしきい値31が印加される。ベースバンド増幅器26の出力端子の振幅がしきい値を超えると、警報信号が線32を介して、警報音発生器33又はその他の応答装置などに供給されて警報回路を駆動する。警報音発生器33は、例えば、広範囲の応答装置を駆動するスイッチで置き換えることができる。

また、図1に示すようなしきい値検出／警報回路を駆動するよりも、ベースバンド増幅器の出力をデジタル化して処理し、動きの速度、寸法などの、受信信号中に示されている外乱の特性を決定できる。

1つの設計された装置では、ゲート制御RF発振器は約2ギガヘルツのバーストを発生する。FM発振器17は約10KHzで動作し、発振器10の出力周波数を、たとえば、2.00GHzと2.10GHzの間で変調する。この実施形態で発振器15によって定められるバースト繰返し周波数は約2MHzである。ノイズ源16はバースト繰返し周波数発振器15の位相を、バースト幅より

十分大きい等価なレンジにわたって変調することが好ましい。

バースト幅が装置のレンジを決める。その理由は、混合器 22 における R F 混合がバーストの送信中にのみ起きるためである。上記 2 G H z の装置では、バースト幅をゲート制御 R F 発振器 10 の 2 ないし 40 サイクルのオーダー程度にし

て、送信機のデューティサイクルを低くし、したがって、電力消費量を小さくできる。2 G H z の送信機周波数、及び約 30 . 5 c m (約 12 インチ) のレンジでは、バースト幅は約 4 サイクル、すなわち、約 2 ナノ秒にすべきである。

図 2 はバースト列中のバーストのある特性を示す。図 1 に示すように、R F 発振器は約 10 K H z の矩形波で周波数変調される。したがって、バーストは第 1 の低い周波数 f_L と、第 2 の高い周波数 f_H で発生される。そうすると、4 サイクルの後などの、近距離では、近いレンジにおける二つの周波数の間の位相の差 ($\Delta \Phi_H$) は非常に僅かである。しかし、バーストが終わると、バーストの終わりにおける二つの周波数の間の位相の差 ($\Delta \Phi_F$) は約 180 度である。したがって、周波数 f_H におけるバーストの先頭 60 は、約 0 度の相対的な位相推移に対する所定のバースト幅に対して後尾 61 とほぼ同相である。これに対して、周波数 f_L のバーストの先頭 62 は、同じバースト幅における約 180 度の相対的な位相シフトのために、後尾 63 に対して約 180 度位相がずれる。これは、180 度の相対的位相シフト差に基づく最大レンジで、目標体から受信したエコーの中間周波数で 180 度全部の位相反転が行われる。

本発明の好適な実施形態に係るセンサは、360 度未満の位相シフト差を有し、最良の結果を得るには、最大センサレンジにおいて二つの R F 周波数間で約 180 度未満である。

本発明に係るセンサは 1 サイクルより大きい相対的な位相シフト差でも動作する。しかし、相対的な位相シフト差が 180 度より大きいと、装置の感度は低下する。また、仮に特定のレンジでの相対的な位相シフト差が零になると、センサフィールド内に盲点が生ずることがある。したがって、バースト幅が調整可能である好適な装置では、最大レンジで相対的な位相シフト差が約 180 度であるように周波数変調が設定されるから、バースト幅を狭くすることによって距離が調

整されると、相対的な位相シフト差は 180 度より小さい。非常に短いレンジで

動作するためには、相対的な位相シフト差は僅かである。この特別の関係は、与えられた設計に対してフィールドの特性に依存して選択され、その中でセンサが効果的に配置され、構成要素がセンサを構成するために使用される。

したがって、たとえば、所定のバースト幅に対しては、送信される周波数 f_L において N サイクルが存在することがある。この実施形態では、送信される周波数 f_H では、より高い周波数に対するバースト幅中に $N + 1 / 2$ サイクルが存在することがある。もちろん、バースト中のサイクルの絶対数はバーストを発生するために用いられている回路に依存して変化する。しかし、送信機周波数を制御することによって位相関係を強めることができる。

図 3 は受信サイクルの混合機能を示す。したがって、図 3 では、波形 50 は送信されるバーストを示す。波形 51 は受信反射波を示す。波形 52 は混合が行われている期間を示す。すなわち、点 53 における、反射信号の受信の開始から、点 54 における送信される信号の終わりまで混合は起きる。

波形 52 には、低い周波数 f_L 及びより高い周波数 f_H における受信した周波数の大きさも示されている。この振幅の差 ΔA は、送信されたバーストと受信された反射との間の位相差で反映される外乱が起きる距離と、外乱の大きさとの関数である。実際の装置では、中間周波信号は、多数の混合された信号パルスを積分することと、中間周波数における f_H 値と f_L 値との間で発振することを基にしている。したがって、非常に近接したレンジでは、外乱の所定振幅に対する周波数変調に起因する振幅差が、より長いレンジでの混合信号の振幅差よりも小さい。

図 4 はセンサに設定したレンジに対するセンサ性能を示すものであって、感度が近接レンジでも大きく上昇しないことを示す。したがって、図 4 では、たとえば、ベースバンド増幅器 26 の出力でサンプリングされた中間周波数応答が示されている。レンジが約 30.1 cm (約 12 インチ) に設定されていると、この

信号は手を差し延べて送信機に接触し、その後で手を引っ込めることによって発生されたものである。これからわかるように、点 70 における近接レンジでは、

信号の振幅は点71における約15.2cm(約6インチ)での振幅より大幅に大きくはない。図4は、距離の外側では、中間周波数はほとんど発生されないことも示す。

図5は図4のグラフの発生に用いた本発明のセンサの電気回路図である。送信機は、送信機周波数で発振するためにバイアスされている無線周波トランジスタ100によって駆動される。トランジスタ100のコレクタはアンテナ101に結合され、かつインダクタンス102(単に物理的レイアウトで固有のものである)を介して回路点103をバイアスする。バイアス回路点103はコンデンサ104を介して接地され、インバータ106及びインバータ107で構成されているFM発振器に抵抗105を介して結合されている。インバータ106はFM発振器の出力を駆動し、またフィードバック経路のコンデンサ108を介してインバータ107の入力端子に接続される。また、インバータ107の出力端子は抵抗109を介してその入力端子に結合されている。

また、回路点103は抵抗110を介してコンデンサ111の一端に接続され、このコンデンサの他端が接地されている。ダイオード112のカソードはコンデンサ111に接続され、また、そのアノードはダイオード113のカソードに接続されている。このダイオード113のアノードは+5ボルト電源に接続されている。また、ダイオード112のアノード及びダイオード113のカソードはコンデンサ114を介してインバータ115の出力端子に接続されている。このインバータ115の入力端子は、約2MHzに設定されたバースト繰返し周波数発振器に接続されており、この発振器はインバータ116及びインバータ117からなっている。インバータ116の出力端子はインバータ115の入力端子に接続され、またコンデンサ118を介してインバータ117の入力端子に接続されて

いる。同様に、インバータ117の出力端子は抵抗119を介してその入力端子に接続されている。

抵抗121と直列のポテンショメータ120で構成されている可変抵抗と、並列抵抗122とがインバータ117の出力端子からインバータ123の入力端子

へ接続されている。また、インバータ123の入力端子がコンデンサ124を介して接地されている。インバータ123の出力端子が抵抗199を介して発振トランジスタ100のエミッタに接続されている。また、コンデンサ125はトランジスタ100のエミッタに接続されている。このトランジスタ100のエミッタがコンデンサ123を介して接地されている。

トランジスタ100のベースは、インダクタ126を介して、インバータ116によってバースト繰返しレート周波数で駆動される。

動作時には、トランジスタ100の発振周波数が回路点103におけるバイアスによって変化させられる。このバイアスは、インバータ107と106によって構成されている発振器によって7KHzの発振周波数で変調される。トランジスタ100は、ベース・エミッタ電圧がそのしきい値より上である時に発振する。これは、抵抗120～122及びコンデンサ124で構成されているRC回路網によって誘導される遅延によって決定される短いバースト長の間、インバータ116の立上がり区間で生じる。このため、インバータ123の出力が立上がると、トランジスタ100のベースとエミッタとの間の電圧の差がしきい値より降下して、発振を停止する。従って、インバータ116の出力の立上がり縁部で、短いバーストがアンテナ101によって放射される。このアンテナは調整ポテンシオメータ120によって調整できるバースト長を持っている。したがって、この回路は送信機回路に対してバースト長が設定される。バースト幅の不要な変動は、インバータ116及び123が共通のモノリシック積分によって整合がとれている時に、最小になる。2MHzのバースト繰返しレート及び7KHzの周波

数変調レートを用いているので、IFサイクル毎に6500個のバーストがでる。

受信機は受信アンテナ150を含む。この受信アンテナは回路点151に結合されている。回路点151に一端が結合されたインダクタ152の他端は接地されている。また、回路点151にはショットキーダイオード153のカソードが接続されている。ダイオード153のアノードがコンデンサ154を介して接地

され、さらに、抵抗155を介して+5ボルト電源に接続され、かつ抵抗155を介して増幅器として接続されている中間周波トランジスタ157に結合されている。したがって、トランジスタ157のベースは抵抗158を介してそのコレクタに接続されている。また、そのコレクタは抵抗159を介して+5ボルト電源に接続されている。このトランジスタ157のエミッタは接地されている。このトランジスタ157のコレクタは、コンデンサ160を介して、抵抗162によって帰還接続されているインバータ161で構成されている中間周波増幅器に接続されている。インバータ161の出力端子は、トランジスタ163で構成されているサンプル・ホールド回路に接続されている。トランジスタ163のベースは抵抗164を介してFM発振器中のインバータ107の出力端子に接続されている。トランジスタ163のコレクタはコンデンサ165の一端に接続されている。コンデンサ165の他端は接地されている。また、トランジスタ163のコレクタは、ベースバンド増幅器として接続されているインバータ168の入力端子にコンデンサ166と抵抗167を介して接続されている。抵抗169とコンデンサ170は並列接続され、かつインバータ168に帰還接続されている。インバータ168の出力端子は、並列の抵抗173とコンデンサ174によって帰還接続されている増幅器として接続されているインバータ172の入力端子に、抵抗171を介して接続されている。インバータ172の出力端子はコンデンサ175と抵抗176を介してインバータ177の入力端子に接続されている。抵抗

抵抗178はインバータ177に帰還接続されている。インバータ177の出力はしきい値検出回路を駆動する。しきい値検出回路の入力端子は回路点198である。第1の抵抗179が回路点198とインバータ180の入力端子との間に接続されている。また、抵抗181がインバータ180の入力端子と+5ボルト電源との間に接続されている。第2の抵抗182が回路点178とインバータ183との間に接続されている。また、抵抗184がインバータ183の入力端子とアースとの間に接続されている。インバータ180の出力端子は、ダイオード185を介して、回路点186に接続されている。インバータ183の出力端子は

インバータ 187 とダイオード 188 を介して回路点 186 に接続されている。回路点 186 は、抵抗 189 とコンデンサ 190 とで構成されている R C 回路網を介してトランジスタ 191 のゲートに接続されている。また、抵抗 192 がトランジスタ 191 のゲートとアースとの間に接続されている。トランジスタ 191 のソースは接地され、トランジスタ 191 のドレインは抵抗 193 を介して警報音発生器 194 に接続されている。警報音発生器は抵抗 195 によってバイアスされ、コンデンサ 196 によってバイパスされている。

したがって、動作時には、送信された信号は送信機と受信機との近接によって受信アンテナに結合される。反射された信号は受信アンテナによって受信され、ダイオード 153 において混合される。混合された信号の各サイクルはダイオード 153 によって標本化され、コンデンサ 154 を標本化された信号の大きさまで充電する。コンデンサ 154 の電圧の大きさは上記のように中間周波数で変化する。この中間周波信号は、トランジスタ 157 とインバータ 161 で構成されている増幅器を介してサンプル・ホールド回路に結合されている。このサンプル・ホールド回路はトランジスタ 163 によって駆動される。トランジスタ 163 は送信機の変調周波数に同期させられて、混合された信号の平均的な大きさを標本化して、それを保持する。その平均的な大きさは増幅されてからピーク検出回路に供給される。ピーク検出回路でトリップ値をセットすることによって、センサの感度を選択できる。

好適な装置では、送信アンテナ 101 と受信アンテナ 150 は、2 G H z の送信機周波数に対して双極子として配置されている約 3 . 8 c m (1 . 5 インチ) の長さの線で構成され、送信された信号が混合動作のために十分な大きさに受信アンテナに結合されるように配置される。

バースト繰り返し周波数発生器が、図 5 に示されている実施形態に対して選択されたインバータに固有のノイズによって変調されるために、追加の変調回路は不要である。

図示の部品の値で、この回路はおよそ 0 から約 3 . 7 m (約 12 フィート) まで調整することができる。前記 R F 発振器の変調度は最大レンジで約 180 度の

位相反転を得るように設定される。

図 6 は本発明のレンジ・ゲート制御形の近接センサの他の実施形態を示す。この実施形態では、RF 発振器はトランジスタ 200 によって駆動される。このトランジスタ 200 のベースはインダクタ 254 を介して接地される。トランジスタ 200 のエミッタはコンデンサ 201 を介して接地され、かつ抵抗 202 を介して回路点 203 に接続されている。回路点 203 は抵抗 204 を介して接地され、コンデンサ 205 を介して 2 MHz のバースト繰返しレート発振器に接続されている。この発振器は直列接続されているインバータ 206 とインバータ 207 を含む。インバータ 206 の出力端子はコンデンサ 205 に接続され、かつコンデンサ 208 を介してインバータ 207 の入力端子に接続されている。また、インバータ 207 の出力端子は抵抗 209 を介してその入力端子に接続されている。

トランジスタ 200 のコレクタはインダクタ 255 を介して回路点 210 における信号によって変調される。回路点 210 はコンデンサ 211 を介して接地され、かつ抵抗 212 を介して +5 ボルト電源に接続されている。また、回路点 210 は抵抗 213 を介して変調発振器の出力端子に接続されている。インバータ 214 の出力端子はコンデンサ 216 を介してインバータ 215 の入力端子に接続されている。また、インバータ 215 の出力端子は抵抗 217 を介してその入力端子に接続されている。

受信機は発振器 200 によって駆動されるアンテナ 218 を共用する。したがって、受信機はショットキーダイオード 219 を有する。このショットキーダイオードのアノードはアンテナ 218 に接続されている。このダイオード 219 のカソードは回路点 220 に接続されている。回路点 220 はコンデンサ 221 を介して接地されると共に、抵抗 222 を介して接地されている。また回路点 220 はコンデンサ 223 と抵抗 224 を介して、インバータ 225 で構成されている増幅器に接続されている。そのインバータは抵抗 226 によって帰還接続されている。インバータ 225 の出力端子は抵抗 227 を介してインバータ 228 の入力端子に接続されている。インバータ 228 の出力はダイオード 229 を介し

て回路点230に供給される。抵抗231が回路点230からインバータ228の入力端子に接続されている。また、回路点230はコンデンサ232を介して接地されている。回路点230はコンデンサ233と抵抗234を介してインバータ235の入力端子に接続されている。回路点230における電圧は、I F増幅器225によって供給されたI F信号のピークが検出された値である。抵抗236がインバータ235の出力端子からその入力端子まで帰還接続されている。また、インバータ235の出力端子が抵抗237を介してインバータ238の入力端子に接続されている。インバータ238の出力端子は並列結合されている抵抗239とコンデンサ240を介して帰還接続されている。インバータ238の出力端子はコンデンサ241と抵抗242を介してインバータ243の入力端子に接続されている。インバータ243は抵抗244とコンデンサ245を介して

帰還接続されている。インバータ243の出力端子はコンデンサ246と抵抗247を介して回路点248に接続されている。回路点248は抵抗249を介して接地もされる。インバータ243の出力端子は抵抗250を介してインバータ251の入力端子に接続されている。インバータ251の入力端子は抵抗252を介して+5ボルト電源に接続されている。インバータ251の出力は、フィールド内の外乱の検出を指示する線253における信号である。また、回路点248は所望の警報回路を駆動するために使用できる。

図6の回路は図7に示す電源などの電源によって駆動される。したがって、9ボルト電池275が電源スイッチ276を介して変換回路に接続されている。変換回路は、スイッチ276とアースとの間に介挿されたコンデンサ277及び約+5ボルトの出力279を持つ電圧変換回路278を有する。また、出力279はコンデンサ280を介して接地接続されている。+5ボルト電源は図6に示す回路を駆動するために用いられる。

送信機の周波数は特定の構成の必要に合わせて調整できる。中心周波数が2GHzの場合には、記号をつけている部品の値を図8に示す。また、中心周波数が6.5GHzの場合には、図8に示す値を使用できる。

図5と図6に示す回路設計図は当業者が容易に入手できる在庫部品で構成される。それらの部品の値を図に示す。それらの回路は特定用途集積回路（ASICs）又は特定の設計者の需要に適合する部品の他の組合わせで提供できることが分かるであろう。

ここで説明している実施形態は中間周波数で周波数変調されるRF送信機を有する。代わりの装置は振幅変調されるRF送信機、又は発振器の変調分野で知られている技術を用いる他の方法によって変調される送信機を有することができる。例えば、RF発振器は二重バーストモードで動作させることができる。その二重バーストモードでは、第1のバーストが送信され、それに続いて一定の間隔をお

いて第2のバーストが送信される。第1のバーストは、バースト間間隔によって決定される特定のレンジにおいてのみ第2のバーストに混合される。これによってより長いレンジに対する平均電力が節約され、しかもより近いレンジにおける外乱が測定されることを阻止する。他の包絡線成形技術を種々の効果のために採用できる。

図9を参照して、パルス繰返しレート周波数すなわちPRF発振器80が方形波を第1の経路82中のドライバ81に供給する。PRF発振器80からの方形波は第2の経路85中のドライバ84まで遅延器83を通して供給される。遅延器83は調整可能なレンジ遅延器であって、レンジ調整器86によってレンジをセットする。2つのドライバ81、84がそれぞれのパルス形成回路網（PFN）に接続されている。パルス形成回路網は方形波をインパルスに変更する。したがって、PRF発振器80からのパルスは、PFN87からのインパルスより遅延されているインパルスをPFN88から発生する。PFN87、88によって供給されるインパルスは加算回路89で加え合わされ、パルス状RF発振器90に供給される。したがって、PFN87または88においてインパルスが発生される度にRF発振器90への入力に常に存在する。各インパルスにตอบสนองして、RF発振器90はRFエネルギーの短いバースト（パルス）を発生する。それらのバーストは1つの送受信アンテナ91に供給される。送信されたRFパル

スはアンテナ 9 1 から物体 9 2 へ向かって伝播させられ、物体から反射されたパルス（エコー）はアンテナ 9 1 によって受信される。

ダイオード検波器 9 3 がアンテナ 9 1 に接続されて、反射された第 1 のパルス（バースト）と発生された第 2 のパルス（バースト）との間で混合動作を行う。発生された第 2 のパルスはある遅れの後で生ずるために、同じ遅れの後でアンテナ 9 1 に到達した第 1 の放射されたパルスのエコーと混合する。この混合動作によって、反射している目標体 9 2 が動くまで、検波された信号を P R F 発振器 8

0 の多数のサイクルにわたって平均した結果として、定常 D C レベルをダイオード検波器 9 3 に生ずる。遅延時間を 2 で除したものに対応するレンジにおいて、動いている目標体 9 2 が、レンジ遅延器 8 3 と R F パルス幅によって決定されるレンジ内に存在する限り、ドップラー信号をダイオード検波器 9 3 に発生する。このレンジの外側にある目標体は、第 2 の R F パルスと混合すべき時間内に戻るエコーは発生しない。したがって、このレーダーはレンジによってゲート制御される。

レンジが不明確であることに起因する干渉を解消するために、レンジ遅延は P R F 発振器の周期の約 1 0 % を超えないことが好ましい。P R F 発振器 8 0 は 2 M H z （周期が 5 0 0 n s ）で典型的に動作するが、広い周波数範囲、たとえば、1 0 k H z ～ 1 0 M H z 、にわたって動作できる。レンジは典型的には約 0 . 6 1 ～ 3 1 m （約 2 ～ 1 0 0 フィート）である。これは 4 ～ 2 0 0 n s の遅延を要する。したがって、P R F 周期がはるかに長いために、各 P R F サイクルによって発生された 2 つの R F バーストは他のサイクルからのバーストを妨害しない。

ダイオード検波器 9 3 からのドップラー出力はベースバンド増幅器 9 4 によって増幅される。この増幅器の典型的な利得は約 6 0 d B で、帯域幅が約 0 . 5 乃至 1 0 0 H z である。ベースバンド増幅器 9 4 はしきい値比較器 9 5 に接続されているために、感度調整器 9 6 によって定められるレベルより上のドップラー信号はどれでも検波され、警報器出力をトリガする、一般にスイッチを閉じるために用いられる。

アンテナ端子に現れるRFパルスの例を図10Aに示す。それらのパルスは幅が約4ナノ秒の6.5GHzバーストであって、約11ナノ秒だけ分離されている。その分離時間は往復進行の約1.7m(約5.5フィート)に対応する。参考のために、放射スペクトラムを図10Bに示す。これはFCCによって規定されている5.5~7.2GHz低電力装置(LPD)帯内に含まれることが分かる。図10A及び図10Bのデータは利得が14dBであるアンテナで0.3メートルのレンジにおいて取ったものである。

図11は図9のレーダーの実施形態の回路図である。PRF発振器80は一对のインバータ301、302で構成されている。第1のドライバ81はインバータ303によって構成され、第2のドライバ84はインバータ304によって構成されている。レンジ遅延器83は可変抵抗 R_x によって調整される。CMOSインバータ303、304からの負のシフトが、22ピコファラッドのコンデンサC1と270オームの抵抗R1とで構成されているPFNs87、88によって、幅が数ナノ秒の負スパイクに微分される。それらのスパイクは回路点305において加算ダイオードD1とD2(加算回路89)によって組合わされ、その後で、トランジスタQ1で構成されているRF発振器90を動作状態にバイアスする。トランジスタQ1はGaAsFETであることが好ましい。Q1はRFバーストをアンテナに供給する。このアンテナは、D1とD2のアノードにおける加算パルスに良く似ている幅と間隔を持つ。検波器93のショットキーダイオードD6がRFバーストのピークを検波し、そのカソードに接続されている0.01マイクロファラッドのコンデンサC2(信号平均化回路)の端子間に定常DC電圧を生ずる。この定常DC電圧はPRF発振器からの多数のパルス、例えば、数百から数千のパルスにわたる平均を表す。第2のパルスによって定められているレンジに対応する領域を目標体が動くと、ダイオードのカソード電圧が、振幅がマイクロボルトからミリボルトまでのオーダーで、周波数が目標体によって発生されたドップラーシフトによって定められる周波数、動いている人の場合には典型的には0.5乃至100Hzで変化する。この技術で周知のように、この交流信号は演算増幅器によって増幅され、しきい値検出器によってレベルが検出

されて警報スイッチを閉じる。

第 2 の R F バーストの時間的な場所を、米国特許第 5 , 3 0 1 , 0 7 0 号に記

述されているように、多重レンジセル動作のために 2 つまたは複数の時間スロットの間で時間的にあちこち移動させることができる。その米国特許はこれを参照することによってここに含まれる。

本発明のレンジゲート制御フィールド外乱センサは、米国特許出願第 0 8 / 2 8 7 , 7 4 6 号に記述されているように、器官運動モニタ、たとえば、呼吸と心臓の拍動との少なくとも一方、などの医学応用のために使用できる。その米国特許出願はこれを参照することによってここに含まれる。

このレーダーの実施形態は、パルスを送信して、受信混合器パルスを発生するために 1 個のトランジスタを用い、多数のサイクルにわたって平均信号を発生するために 1 つの送受信アンテナと、このアンテナに接続されている簡単な検波器ダイオードと、このダイオードに接続されている平均化回路とを用いる点で、他のレンジゲート制御レーダー（空港レーダーに似ている）とは異なる。このレンジ決定の実施形態は 2 つの無線周波バーストを送信し、バーストの間の時間間隔は最大レンジを定める。混合器への遅延させられたパルスは、目標体まで伝播させられて反射パルスを発生する第 1 の R F パルスを発生する R F トランジスタと同じ R F トランジスタによって発生される。前記反射パルスは遅延させられたパルスに混合器において組合わされる。この構成は、1 個のトランジスタと、1 つのアンテナと、1 個のダイオードだけを使用するために、効率的で、低コストである。

結 論

したがって、本発明は正確にレンジゲート制御され、同種の隣接するセンサからの干渉又は他のノイズ源からの影響を受けず、近接レンジにおける過敏性に対する補償機能を備えたフィールド外乱センサが提供される。更に、この回路は消費電力が非常に少なく、長期間の電池動作を可能にする。従って、例として、近接検出自動車警報器、家庭用安全装置、キー無し入力装置、バックアップ警報

レーダー、等を含めた、マイクロ波を基にする近接センサのために広範囲な新しい応用が得られる。

この装置では最大検知レンジを制御するようにレンジがゲート制御され、約 15.2 cm (6 インチ) ないし約 3.7 m (12 フィート) の現在の実施形態に対して典型的なレンジ調整により誤警報を減少する。バースト繰り返し周波数はノイズによって符号化されて多数のセンサを同じ場所に配置できるようにする。受信機は非常に高感度であって、送信電力を減少できる。したがって、電子レンジなどの他の大電力マイクロ波機器が多数使用しているISM帯内で動作する必要はない。この結果として、動作電流が小さくて電池で長年動作させることが可能であり、かつ製作コストが非常に低い。製作コストが低い理由は、一部は送信電力が少なく、通信規則に適合するために複雑な回路の使用を避けることである。更に、この装置はレンジの感度が補償されて、先行技術の装置の $1/R^2$ 特性を排除している。そうすると、この装置は近いレンジでは過敏ではなく、零から最大レンジまでかなり一定の感度を維持する。

第2のレンジ決定モード、すなわち、パルス同期フィールド外乱センサは二つの無線周波数のバーストを送信する。それらのバーストの間の間隔は2で除した最大レンジを定める。

本発明の好適な実施形態についての前記説明は提示及び説明のために行ったものである。本発明を開示した態様のみに包含したり、限定することを意図するものではない。明らかに、当業者には多くの改変が明らかであろう。本発明の範囲は下記の請求の範囲及びそれらの請求の範囲と均等なものによって定めることを意図するものである。

【 図 2 】

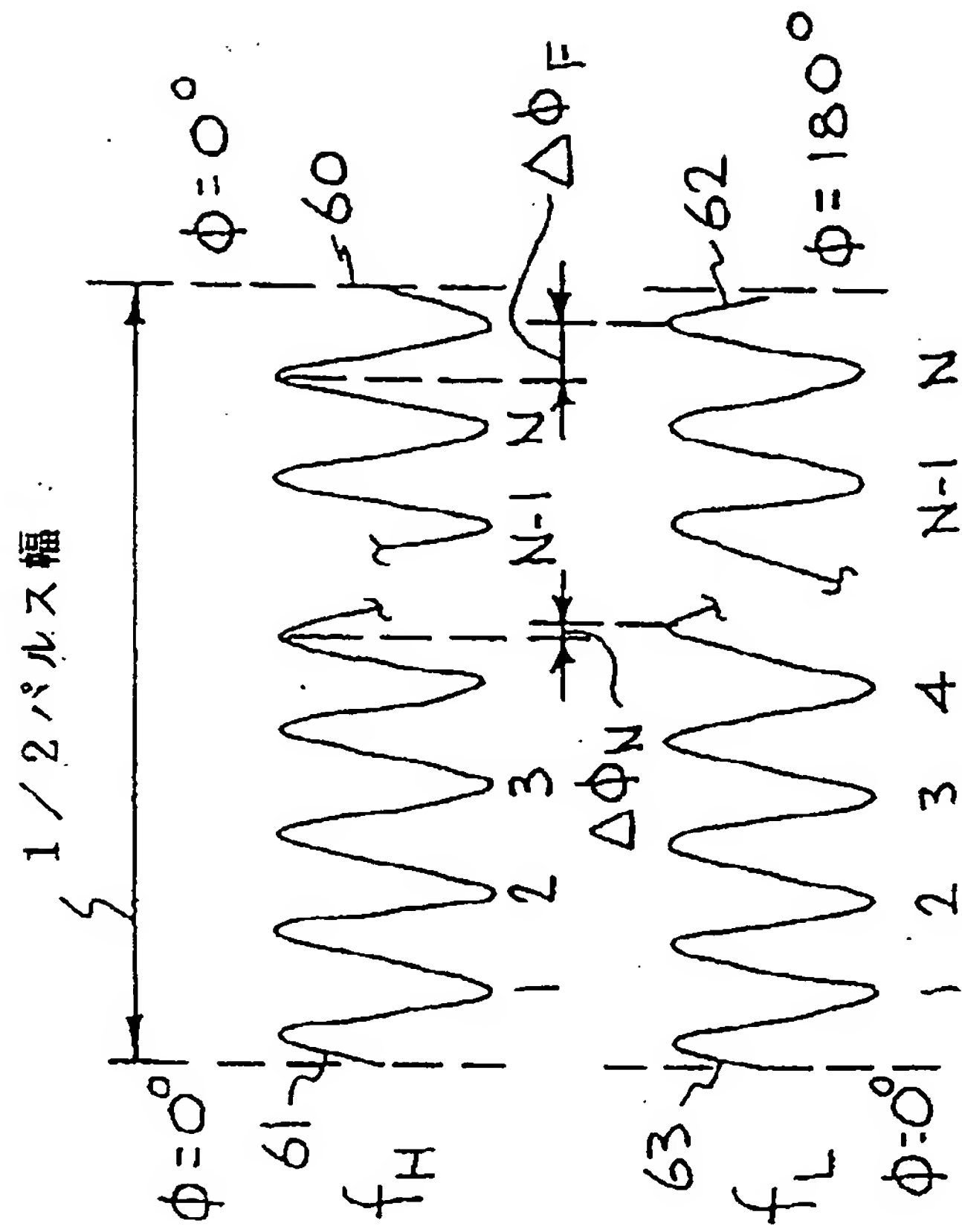


FIG. 2

【 図 3 】

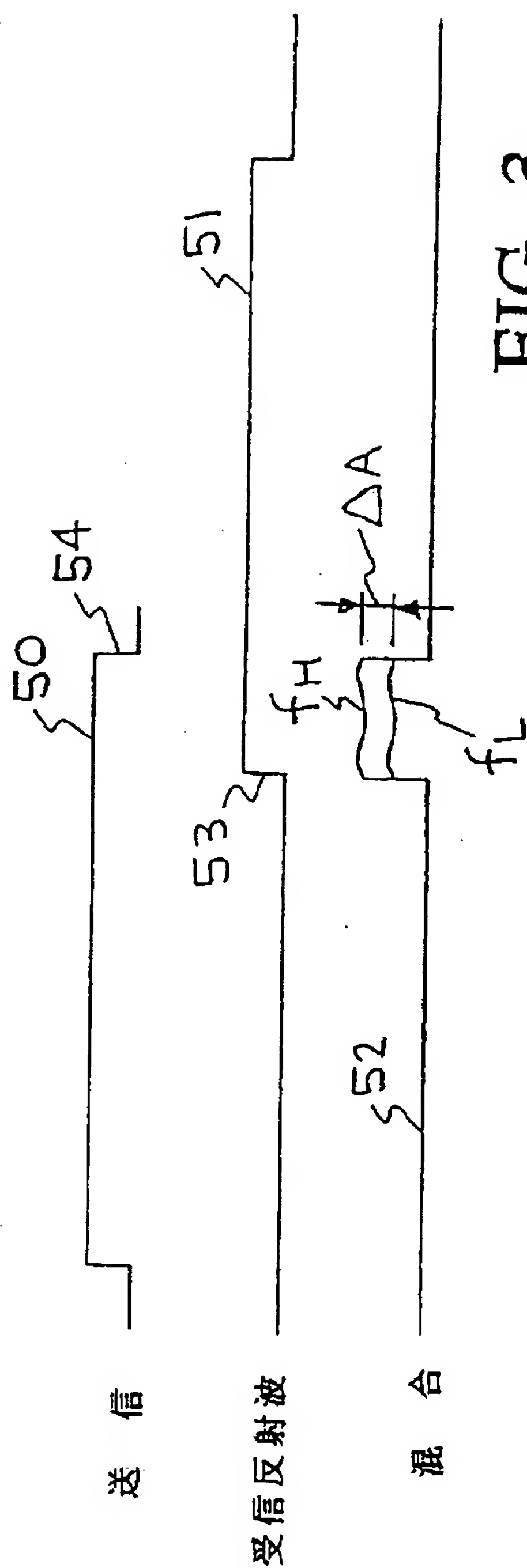


FIG. 3

【 図 4 】

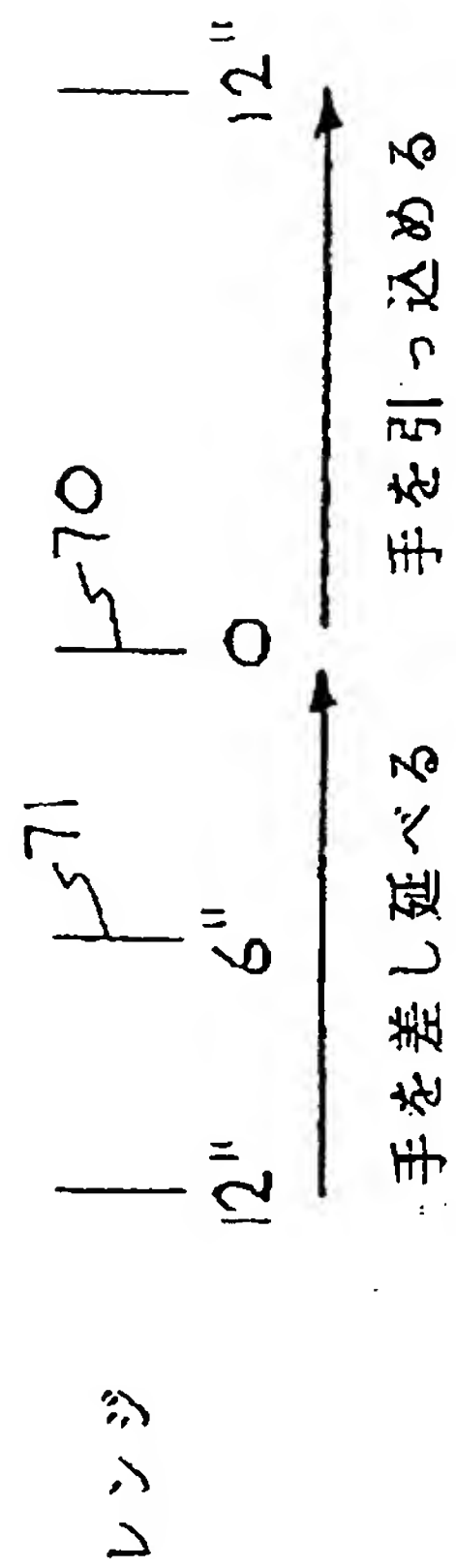
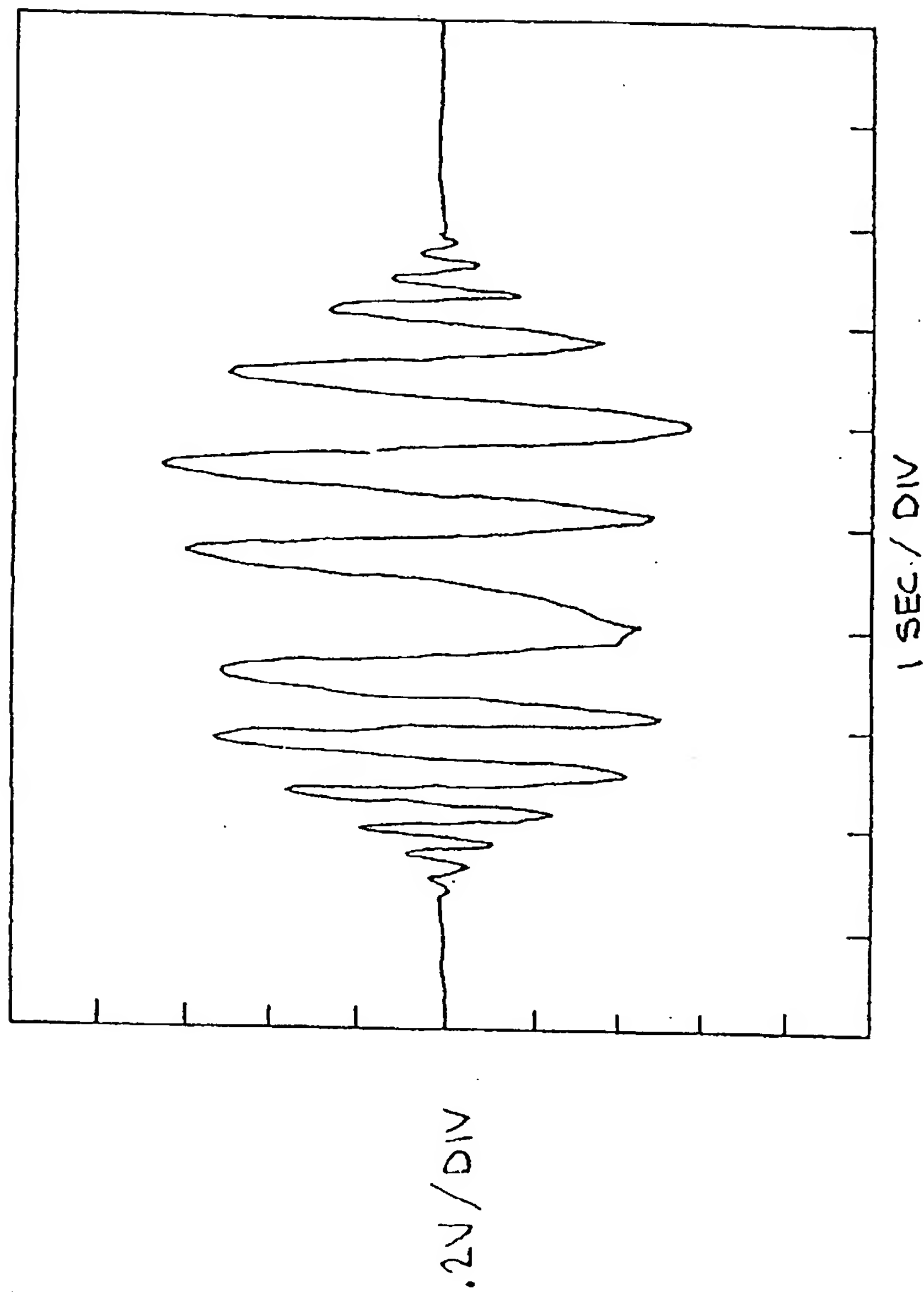
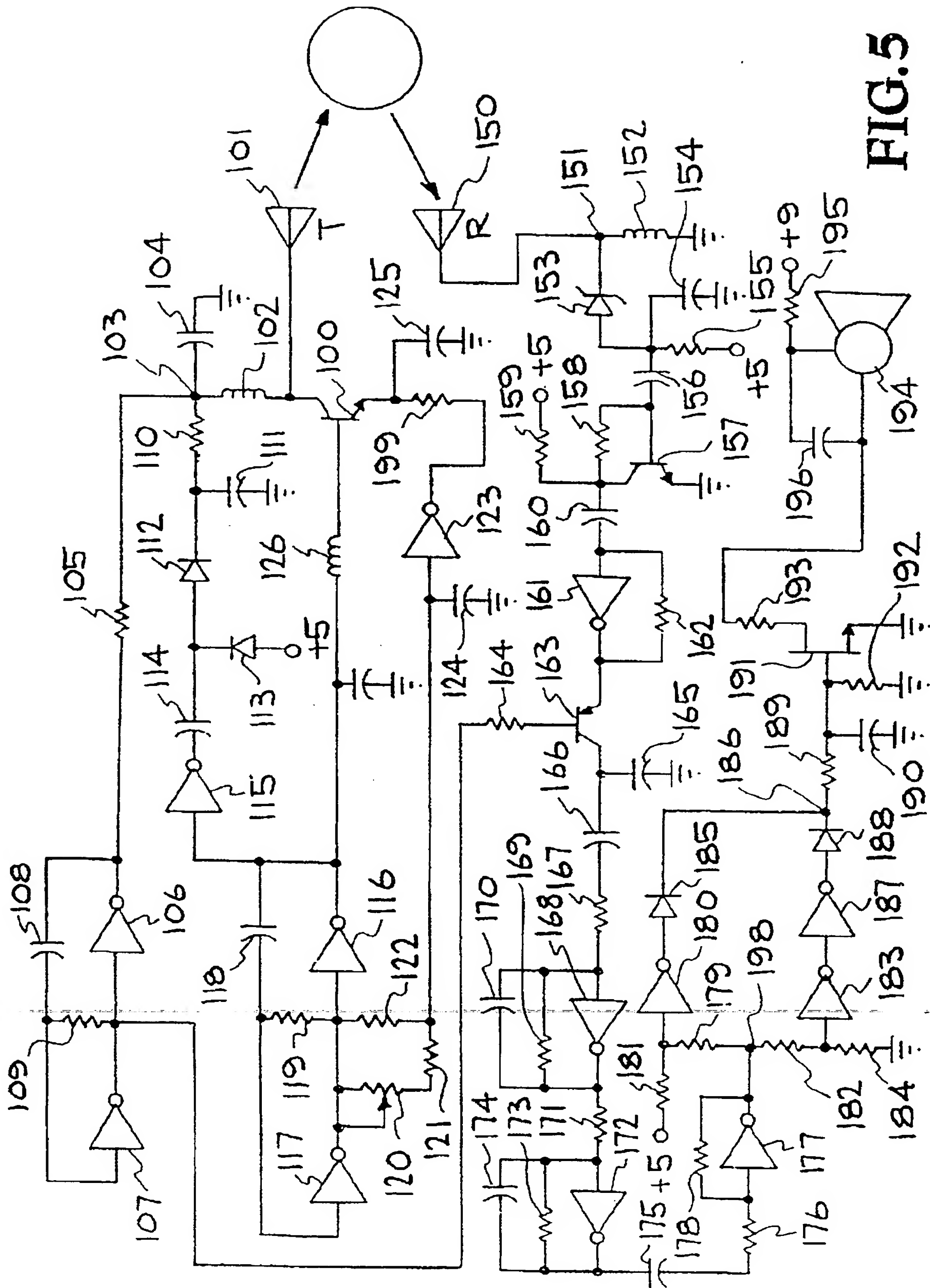


FIG. 4

【 図 5 】



【 图 6 】

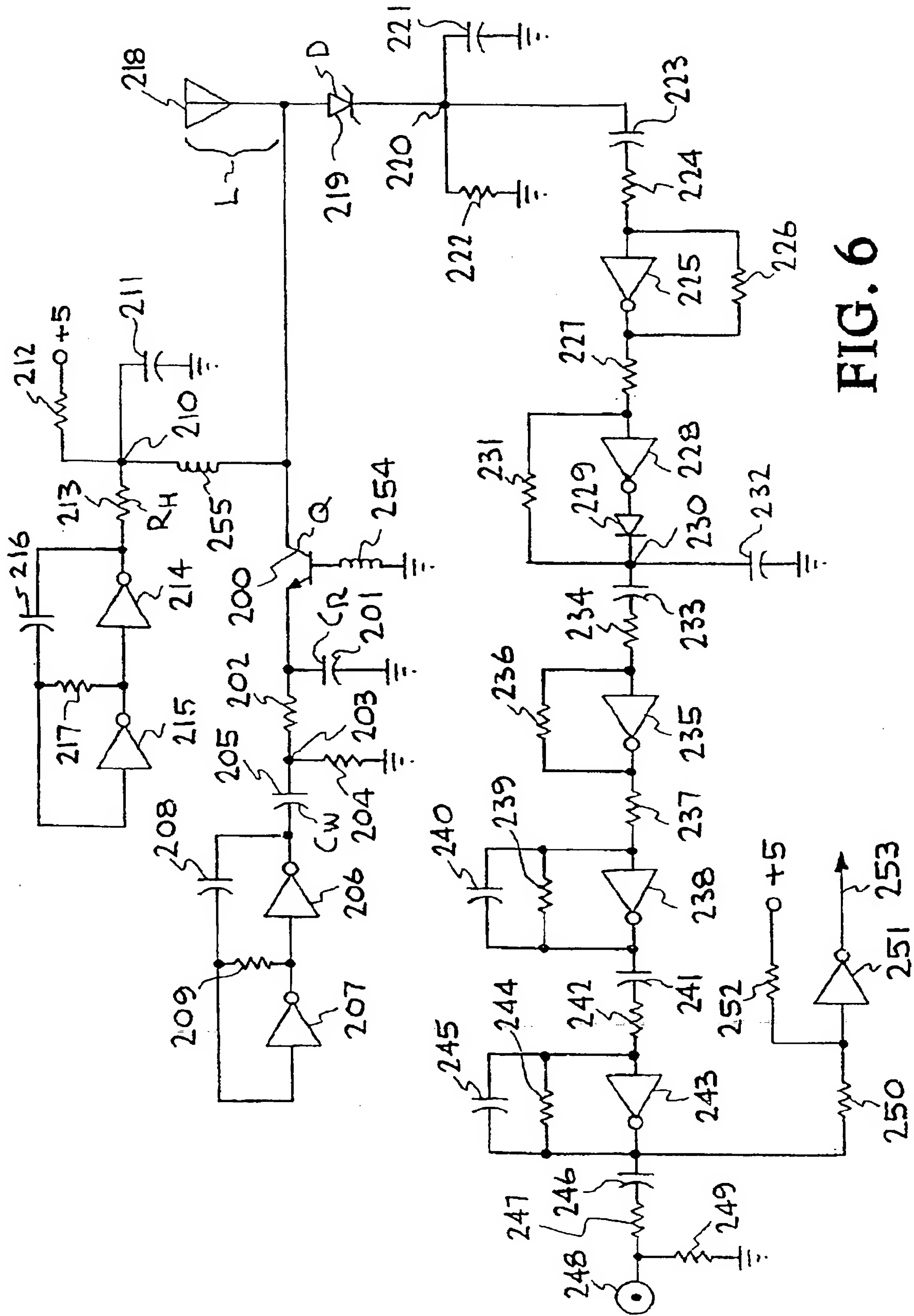


FIG. 6

【 図 7 】

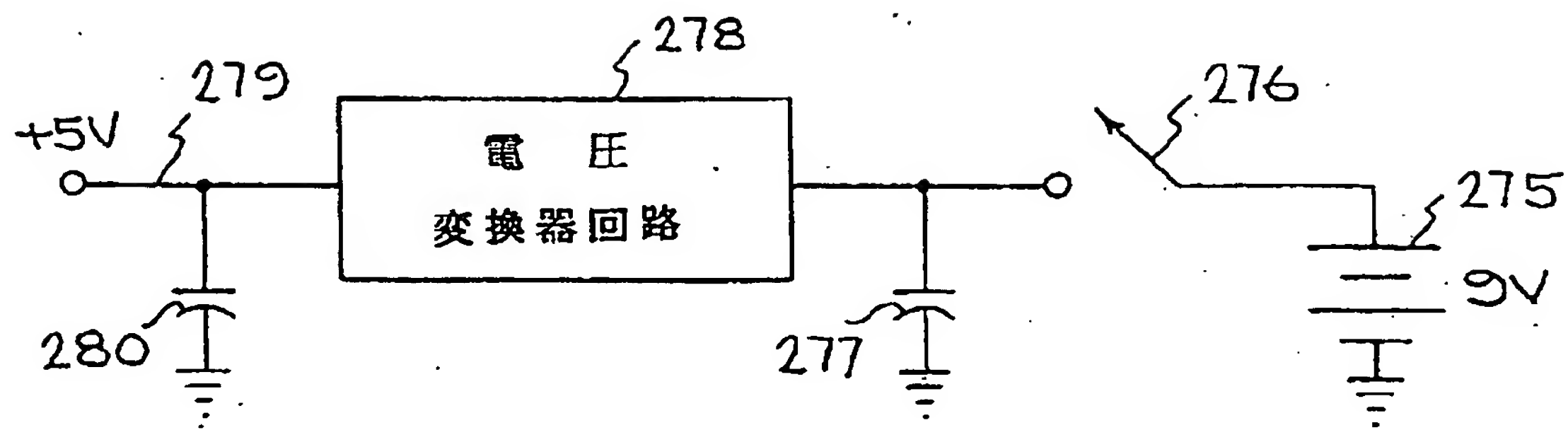


FIG. 7

【 図 8 】

RF	2.0 GHz	6.5 GHz
R _H	22K	33K
Q	BFR90	NE68519
C _R	.25p	0
L	1 1/2"	1/2"
D	1N5711	.15p METALLICS
C _w	33p	51p

FIG. 8

【 図 9 】

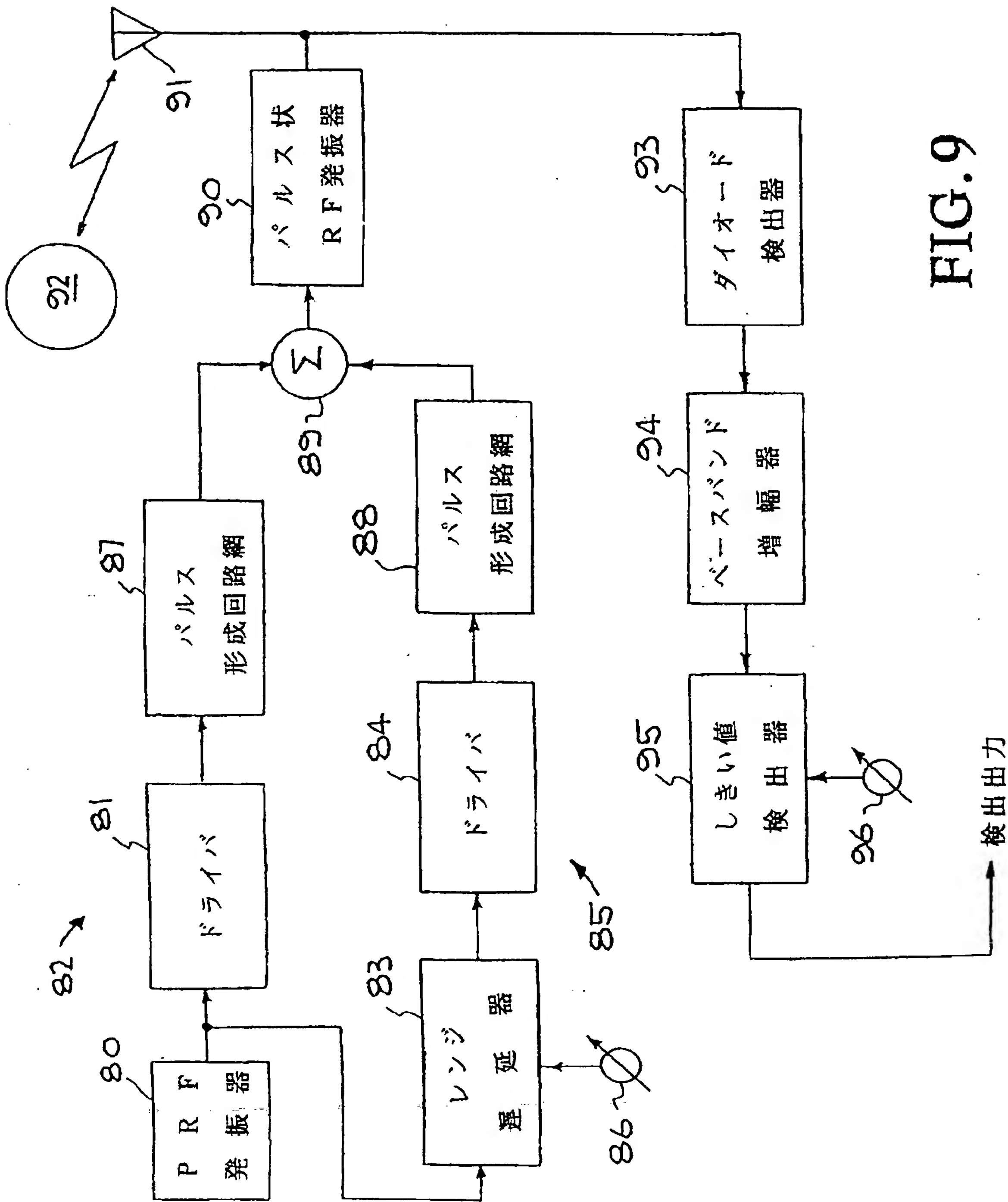


FIG. 9

【 図 10 】

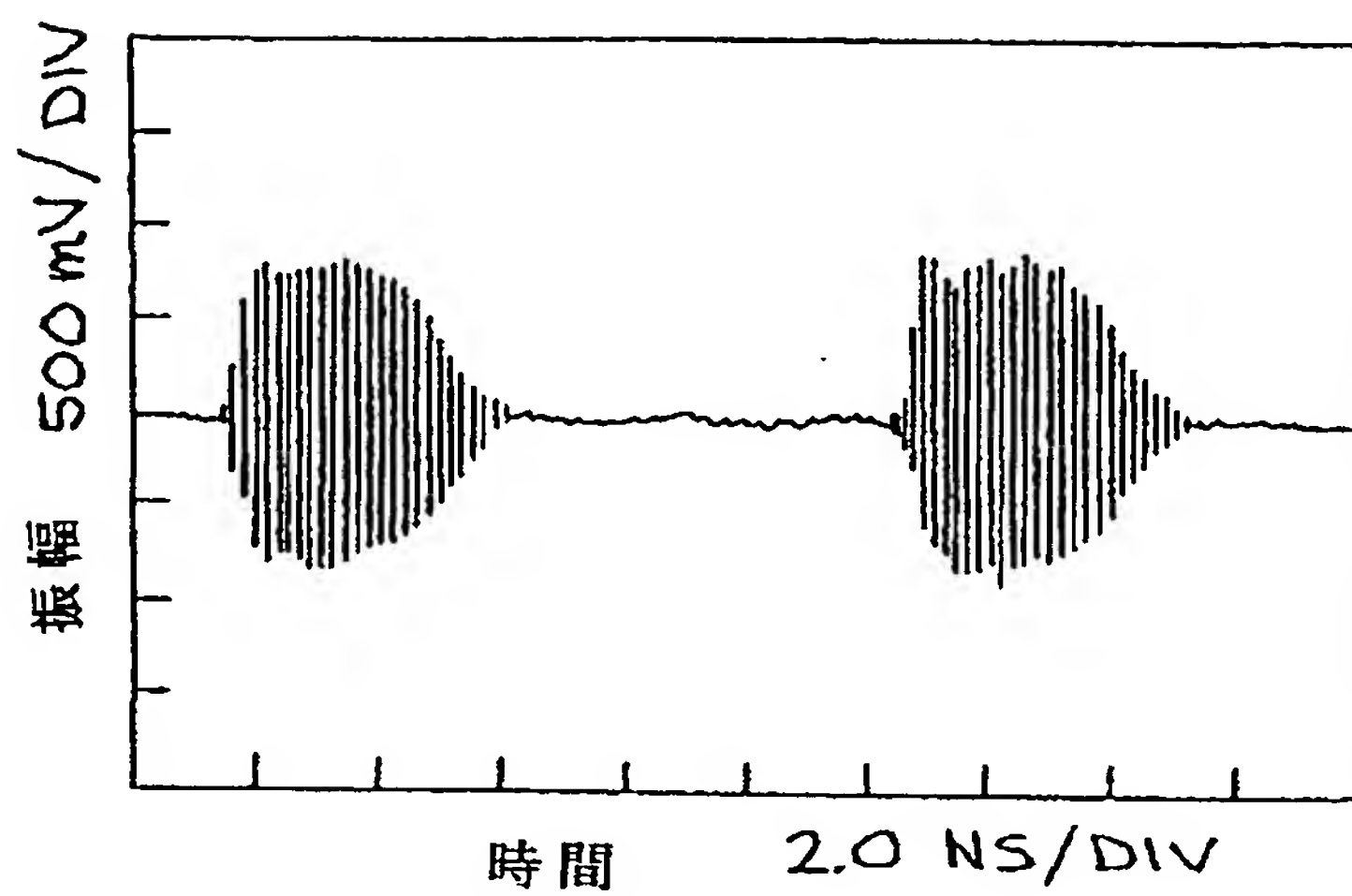


FIG. 10 A

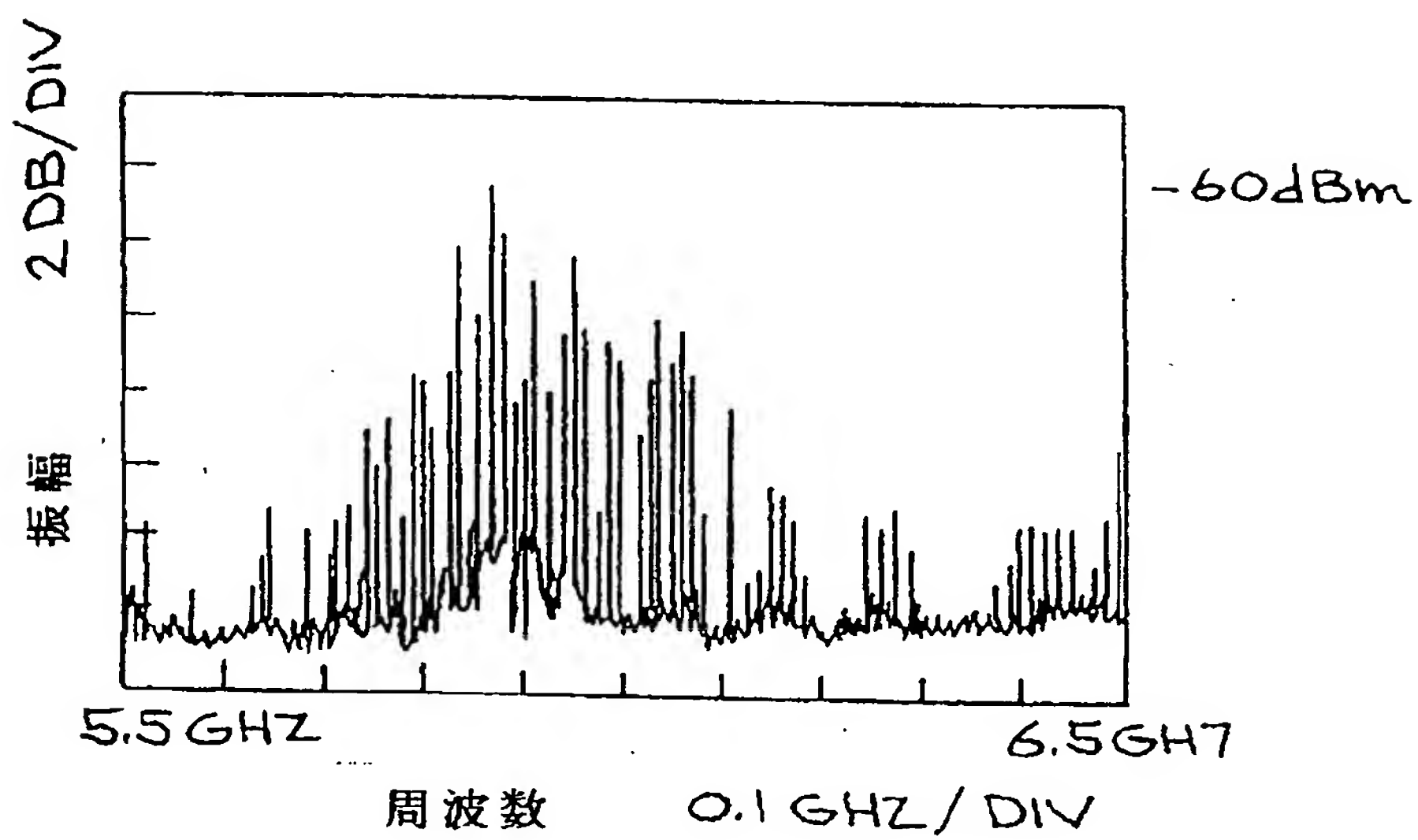
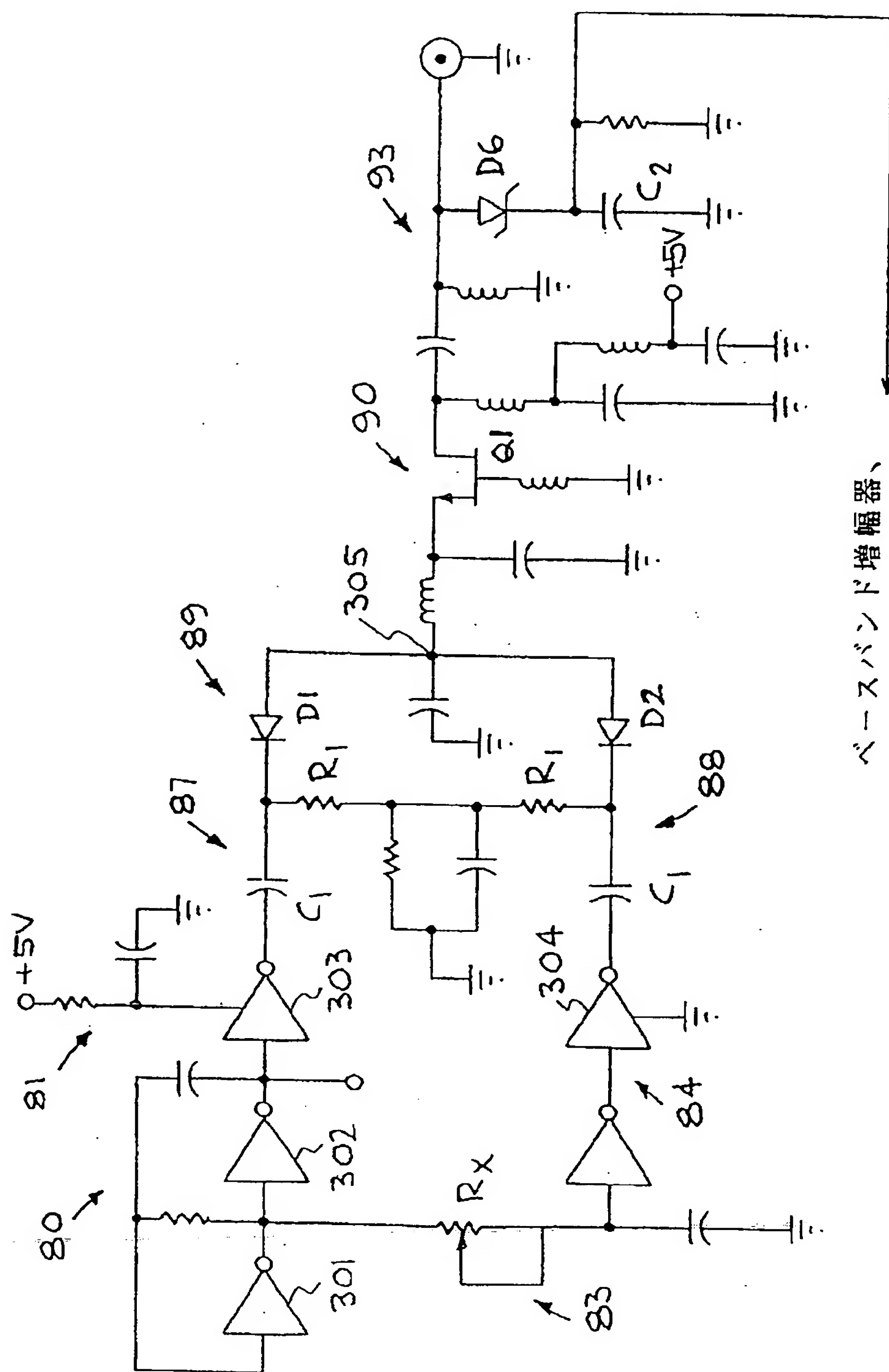


FIG. 10 B

【 図 1 1 】



ベースバンド増幅器、
及び、しきい値検出器へ

FIG.11

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US97/07513

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC(6) : G01S 13/04, 13/08, 13/12

US CL : 342/22, 27, 85, 86, 118, 127, 137; 324/337; 340/552, 561, 567

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

U.S. : Please See Extra Sheet.

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 3,392,384 A (WESCH) 09 July 1968.	1-20
A	US 3,806,795 A (MOREY) 23 April 1974.	1-20
A	US 3,967,282 A (YOUNG ET AL) 29 June 1976.	1-20
A	US 4,028,707 A (YOUNG ET AL) 07 June 1977.	1-20
A	US 4,052,666 A (FLETCHER ET AL) 04 October 1977.	1-20
A	US 4,062,010 A (YOUNG ET AL) 06 December 1977.	1-20
A	US 4,072,942 A (ALONGI) 07 February 1978.	1-20
A	US 4,381,544 A (STAMM) 26 April 1983.	1-20

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.
 ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	* I*	later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
* A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	* X*	document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
* E* earlier document published on or after the international filing date	* Y*	document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
* L* document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	* &*	document member of the same patent family
* O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means		
* P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		

Date of the actual completion of the international search

21 JULY 1997

Date of mailing of the international search report

23 SEP 1997

Name and mailing address of the ISA/US
Commissioner of Patents and Trademarks
Box PCT
Washington, D.C. 20231

Facsimile No. (703) 305-3230

Authorized officer

JOHN B. SOTOMAYOR

Telephone No. (703) 306-4177

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US97/07513

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 4,905,008 A (KAWANO ET AL) 27 February 1990.	1-20
A	US 4,983,914 A (BARANSKI) 08 January 1991.	1-20

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US97/07513

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched

Classification System: U.S.

342/22, 27, 85, 86, 118, 127, 137;

324/337;

340/552, 561, 567

フロントページの続き

(81) 指定国 EP(AT, BE, CH, DE,
DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, L
U, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF
, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE,
SN, TD, TG), AP(GH, KE, LS, MW, S
D, SZ, UG), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ
, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU
, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH,
CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, G
B, GE, HU, IL, IS, JP, KE, KG, KP
, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU,
LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, N
Z, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI
, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ,
VN

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.